

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-337020

(43)Date of publication of application : 22.12.1995

(51)Int.Cl.

H02M 7/219

H02J 7/14

H02P 9/30

(21)Application number : 06-124074

(71)Applicant : NIPPONDENSO CO LTD

(22)Date of filing : 06.06.1994

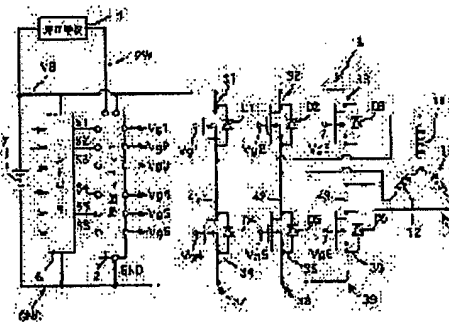
(72)Inventor : SATO HIROHIDE

## (54) DC/AC CONVERTER

## (57)Abstract:

**PURPOSE:** To control the high side switches through a simple circuit with no trouble by providing a plurality of high side switch control means, each having the high potential side connected with the output end of a booster means and the low potential side connected with the low potential end of a power storage means, in order to switch the high side switches individually upon receiving a gate control signal.

**CONSTITUTION:** A booster means 4 outputs a high voltage higher than the sum of the voltage of a battery 7 and the threshold voltages of high side switches 31-33. The booster means 4 is connected, at the output end thereof, with a high potential terminal PW and, at the low potential side terminal thereof, with the low potential end GND of the battery 7 in order to switch the high side switches 31-33 individually upon receiving gate control signals S1-S6. This circuit realizes a simple and trouble-free control of the high side switches 31-33 for an AC motor or generator having current phase lag.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 24.01.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3419082

[Date of registration] 18.04.2003

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-337020

(43)公開日 平成7年(1995)12月22日

(51)Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M	7/219	9472-5H		
H 0 2 J	7/14	E		
H 0 2 P	9/30	D		

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平6-124074

(22)出願日 平成6年(1994)6月6日

(71)出願人 000004260

日本電装株式会社

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72)発明者 佐藤 博英

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 日本電

装株式会社内

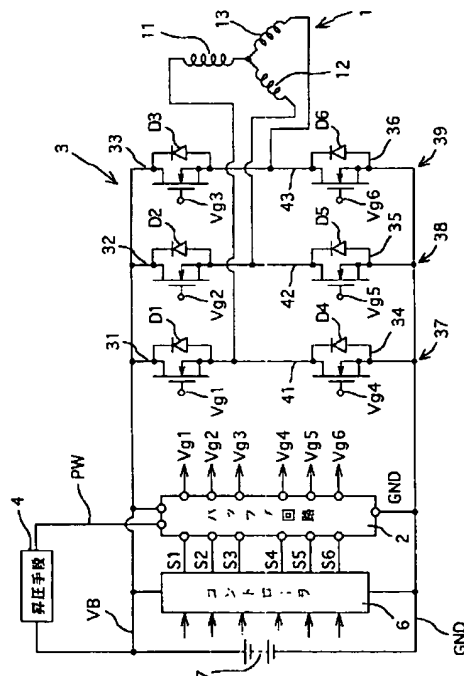
(74)代理人 弁理士 大川 宏

(54)【発明の名称】 直交変換装置

(57)【要約】

【目的】 逆送電時にもPWM制御が可能で、装置構成が簡単な交流回転電機駆動用の直交変換装置を提供する。発電、電動切り換え可能な発電電動機又は誘導電動機又は逆送電時にもPWM制御が可能な交流電動機を簡単な構成のブリッジ回路で駆動制御する直交変換装置を提供する。

【構成】 ハイサイドスイッチ31～33及びローサイドスイッチ34～36がNチャンネルMOSトランジスタからなるブリッジ回路3を有する。ハイサイドスイッチ31～33のゲート電極にはバッファ回路2からバッテリー電圧VBより充分に高いハイレベル電位PWと充分に低いローレベル電位を出力して、ゲート制御電圧Vg1～Vg6を簡単に合成する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】NチャンネルMOSトランジスタからなる  
 ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを直列接続  
 してなる相インバータ回路を必要数並列接続してなり、  
 一対の直流端が蓄電手段の両端に接続され、前記両スイ  
 ッチの接続点が交流電動機または発電機の電機子巻線の  
 各相出力端に個別に接続されるブリッジ回路と、前記各  
 スイッチのゲート電位を制御して前記各スイッチを断続  
 する制御部とを備え、前記ハイサイドスイッチのゲート  
 電極直下のP型基板領域は前記電機子巻線側のN型領域  
 に接続される直交変換装置において、

前記制御部は、

前記蓄電手段の電位と前記ハイサイドスイッチのしきい  
 値電圧との和を超える高電圧を出力する昇圧手段と、  
 高位側端子が前記昇圧手段の出力端に接続され、低位側  
 端子が前記蓄電手段の低位端に接続されるとともに、各  
 ゲート制御信号の入力により前記ハイサイドスイッチを  
 個別に断続する複数のハイサイドスイッチ制御手段と、  
 を備えることを特徴とする直交変換装置。

【請求項 2】前記ハイサイドスイッチのゲート電極と前  
 記各相出力端との間に所定の電圧降下を発生する電圧降  
 下手段を備えることを特徴とする請求項 1 記載の直交変  
 換装置。

【請求項 3】NチャンネルMOSトランジスタからなる  
 ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを直列接続  
 してなる相インバータ回路を必要数並列接続してなり、  
 一対の直流端が蓄電手段の両端に接続され、前記両スイ  
 ッチの接続点が交流回転電機の電機子巻線の各相出力端  
 に個別に接続されるブリッジ回路と、前記各スイッチの  
 ゲート電位を制御して前記各スイッチを断続する制御部  
 とを備え、前記ハイサイドスイッチの主電極をなすN型  
 領域はゲート電極直下のP型基板領域に隣接してN型  
 耐圧層を有する直交変換装置において、

前記ハイサイドスイッチのゲート電極と前記各相出力端  
 との間に所定の電圧降下を発生する電圧降下手段を備え  
 ることを特徴とする直交変換装置。

【請求項 4】前記電圧降下手段は、カソードが前記ハイ  
 サイドスイッチのゲート電極に接続され、アノードが前  
 記各相出力端に接続され、前記ハイサイドスイッチのし  
 きい値電圧を超える定電圧を発生する定電圧ダイオード  
 からなる請求項 2 または 3 記載の直交変換装置。

【請求項 5】前記定電圧ダイオードと直列に抵抗が接続  
 される請求項 4 記載の直交変換装置。

【請求項 6】前記電圧降下手段は抵抗からなる請求項 2  
 または 3 記載の直交変換装置。

【請求項 7】前記定電圧ダイオードと逆向きに定電圧ダ  
 イオードが接続される請求項 4～6 のいずれか記載の直  
 交変換装置。

【請求項 8】ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッ  
 チを直列接続してなる相インバータ回路を必要数並列接

続してなり、一対の直流端が蓄電手段の両端に接続さ  
 れ、前記両スイッチの接続点が交流発電電動機の電機子  
 巻線の各相出力端に個別に接続されるブリッジ回路と、  
 前記各スイッチを断続することにより前記交流発電電動  
 機に発電動作及び電動動作を行わせる制御部とを備える  
 直交変換装置において、

前記ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチはそれ  
 ぞれNチャンネルMOSトランジスタで構成されること  
 を特徴とする直交変換装置。

【請求項 9】ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッ  
 チを直列接続してなる相インバータ回路を必要数並列接  
 続してなり、一対の直流端が蓄電手段の両端に接続さ  
 れ、前記両スイッチの接続点が誘導回転電機の電機子巻  
 線の各相出力端に個別に接続されるブリッジ回路と、前  
 記各スイッチを断続することにより前記誘導回転電機に  
 発電動作及び電動動作を行わせる制御部とを備える直交  
 変換装置において、

前記ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチはそれ  
 ぞれNチャンネルMOSトランジスタで構成されること  
 を特徴とする直交変換装置。

【請求項 10】前記制御部は、前記誘導回転電機が逆送  
 電モードとなる位相期間にPWM制御を行う請求項 9 記  
 載の直交変換装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、MOSトランジスタを  
 用いたブリッジ回路を備える直交変換装置に関する。本  
 発明の直交変換装置は、例えば自動車用オルタネータ  
 （交流発電機）の交流発電電圧を整流してバッテリーを充  
 電する直交変換装置に適用される。ただし、本明細書で  
 いう直交変換装置とは、直流電力を交流電力に変換する  
 場合の他に、交流電力を直流電力に変換する場合も含  
 む。

## 【0002】

【従来の技術】ハイサイドスイッチ及びローサイドスイ  
 ッチを直列接続してなる相インバータ回路を 3 個、並列  
 接続してなり、一対の直流端がバッテリーの両端に接続さ  
 れ、前記両スイッチの接続点が交流電動機の電機子巻線  
 の各相出力端に個別に接続されるブリッジ回路と、各ス  
 イッチを断続することにより交流電動機に電動動作を行  
 わせる制御部とを備える従来の直交変換装置では、前記  
 ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチとして、バイ  
 ポーラトランジスタ又はIGBT及びそれと並列接続  
 された高耐圧接合ダイオードとからなる並列回路を用い  
 ている。

【0003】また、上記バイポーラトランジスタ又はIGBT  
 （NPN形式とする）からなる各ハイサイドスイ  
 ッチの制御電圧は、各トランジスタ（ハイサイドスイッ  
 チ）のエミッタすなわち電機子巻線側の主電極の電位を  
 基準として正確に制御する必要がある、このために、蓄

電手段（バッテリー）の低位端すなわちローサイドスイッチのバッテリー側端子の電位を基準として制御電圧を形成することができず、バッテリー電圧を交流化してトランスに入力し、その二次電圧を整流する整流器の低位端を各ハイサイドスイッチの電機子巻線側の主電極（エミッタ）に接続される。

【0004】また、上記整流器の出力電圧を制御してハイサイドスイッチの制御電圧を形成する制御電圧形成用のスイッチング手段に印加する制御信号の基準電位も上記各ハイサイドスイッチの電機子巻線側の主電極（エミッタ）の電位を基準として形成する必要があり、このためにバッテリーの低位端を基準電位とする制御部からこの制御電圧形成用のスイッチング手段への制御信号の伝送はフォトカプラを用いて基準電位をシフト可能に伝送されていた。

【0005】一方、特開平4-138030号公報は、上記ブリッジ回路と同一構造を有し、上記ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチとしてバイポーラトランジスタ又はIGBTの代わりにNチャンネルMOSパワートランジスタを用い（ただし、上記した高耐圧接合ダイオードは不要）、オルタネータ（三相同期発電機）から出力される三相交流電圧を整流する三相全波整流器を提案している。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】まず、第1発明が解決しようとする課題を説明する。従来の交流電動機または発電機駆動用のブリッジ回路は、上記したようにバイポーラトランジスタ又はIGBTと並列に高耐圧接合ダイオードを接続する必要がある、合計6個の高耐圧接合ダイオードが必要となるという問題がある。なお、これら高耐圧接合ダイオードは電流の位相遅れにより電機子巻線側からバッテリー側に電流が送出される際の通路であり、上記バイポーラトランジスタ又はIGBTと同等程度のチップ面積を必要とする。

【0007】一方、上記公報の三相全波整流器と同様に、上記したバイポーラトランジスタ又はIGBTの代わりにMOSトランジスタを用いてブリッジ回路を構成することも考えられるが、このような交流電動機または発電機の制御では、交流電動機に印加する三相交流電圧の位相に対して実際の交流電流が遅延するために、ハイサイドスイッチのオン時に電機子巻線からバッテリーへ電流が流れる場合があり、この時は、ハイサイドスイッチのバッテリー側の主電極がソースとなるので、上記したMOSトランジスタ方式の三相全波整流器のようにバッテリー側の主電極を基準としてゲート電極電位（制御電圧）を決定する必要がある、上述したようなハイサイドスイッチの電機子巻線側の主電極の電位を基準として制御電圧を決定する方式は意味をなさなかった。

【0008】また、上記したバイポーラトランジスタ又はIGBTと高耐圧接合ダイオードとを用いた電動機制

御用のブリッジ回路は素子数が多く、複雑、大型、高価となるという不具合があった。更に、上記したトランス、トランス入力用交流電源、整流器からなる基準電圧変更手段、制御信号絶縁手段を各ハイサイドスイッチ毎に設けることは、装置が複雑、大型、高価となるという不具合があった。

【0009】第1発明は上記問題点に鑑みなされたものであり、電流位相が遅れる交流電動機または発電機のハイサイドスイッチを簡単な装置構成で支障なく制御可能なブリッジ回路を有する直交変換装置を提供することを、その目的としている。次に、第2発明が解決しようとする課題を説明する。ハイサイドスイッチがNチャンネルMOSトランジスタにより構成される三相全波整流器又は上記した第1発明の電動機または発電機駆動用のブリッジ回路では、N<sup>-</sup>型耐圧層がゲート電極直下のP型基板領域とバッテリー側のN型領域との間に配設されるので、従来のブリッジ回路のように電機子巻線側のN型領域を基準としてゲート電極の電位を形成しない場合にはゲート電極と電機子巻線側のN型領域との間の耐圧に不安を生じる。

【0010】第2発明は上記問題点に鑑みなされたものであり、ハイサイドスイッチとしてMOSトランジスタを用いる上記ブリッジ回路又は三相全波整流器において、電機子巻線側のN型領域（主電極）とゲート電極との間の絶縁保護が可能な直交変換装置を提供することを、その目的としている。次に、第3発明が解決しようとする課題を説明する。

【0011】電気自動車用の駆動手段としてブラシレスDCモータなどの交流回転電機が用いられるが、この場合、車両制動時に電動機に発電動作を行わせるのが好都合である。ただ、発電動作時にはNPN構造のバイポーラトランジスタ又はIGBTからなるブリッジ回路は上記発電動作時には作動できないので上記した高耐圧接合ダイオードを各トランジスタ毎に並列接続する必要がある、装置構成が複雑、大型化し、高価となった。

【0012】第3発明は上記問題点に鑑みなされたものであり、発電動作及び電動動作を切り換えて実施する発電電動機を簡単な構成をもち小型のブリッジ回路で駆動制御可能な直交変換装置を提供することを、その目的としている。次に、第4発明が解決しようとする課題を説明する。誘導回転電機は簡単な構造を有しており、周波数制御やベクトル制御が容易に実施できる利点があるが、電流位相の遅れが大きく、そのために誘導回転電機側からバッテリー側に送電（以下、逆送電という）される位相期間が存在することが頻繁に生じる。このため、NPN構造のバイポーラトランジスタ又はIGBTからなるブリッジ回路は上記逆送電時には作動できないので上記した高耐圧接合ダイオードを各トランジスタ毎に並列接続する必要がある、装置構成が複雑、大型化し、高価となった。

10

20

30

40

50

【0013】第4発明は上記問題点に鑑みなされたものであり、上記逆送電期間を有する誘導回転電機を簡単な構成をもち小型のブリッジ回路で駆動制御可能な直交変換装置を提供することを、その目的としている。本発明の他の目的は、後述する作用効果を実現することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明の第1の構成の直交変換装置は、NチャンネルMOSトランジスタからなるハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを直列接  
10 続してなる相インバータ回路を必要数並列接続してなり、一対の直流端が蓄電手段の両端に接続され、前記両スイッチの接続点が交流電動機または発電機の電機子巻線の各相出力端に個別に接続されるブリッジ回路と、前記各スイッチのゲート電位を制御して前記各スイッチを断続する制御部とを備え、前記ハイサイドスイッチのゲート電極直下のP型基板領域は前記電機子巻線側のN型領域に接続される直交変換装置において、前記制御部が、前記蓄電手段の電位と前記ハイサイドスイッチのしきい値電圧との和を超える高電圧を出力する昇圧手段  
20 と、高位側端子が前記昇圧手段の出力端に接続され、低位側端子が前記蓄電手段の低位端に接続されるとともに、各ゲート制御信号の入力により前記ハイサイドスイッチを個別に断続する複数のハイサイドスイッチ制御手段とを備えることを特徴としている。

【0015】本発明の第2の構成の直交変換装置は、上記第1の構成において更に、前記ハイサイドスイッチのゲート電極と前記各相出力端との間に所定の電圧降下を発生する電圧降下手段を備えることを特徴としている。本発明の第3構成の直交変換装置は、NチャンネルMOSトランジスタからなるハイサイドスイッチ及びロー  
30 サイドスイッチを直列接続してなる相インバータ回路を必要数並列接続してなり、一対の直流端が蓄電手段の両端に接続され、前記両スイッチの接続点が交流回転電機の電機子巻線の各相出力端に個別に接続されるブリッジ回路と、前記各スイッチのゲート電位を制御して前記各スイッチを断続する制御部とを備え、前記ハイサイドスイッチの主電極をなすN型領域はゲート電極直下のP型基板領域に隣接してN<sup>-</sup>型耐圧層を有する直交変換装置において、前記ハイサイドスイッチのゲート電極と前記各  
40 相出力端との間に所定の電圧降下を発生する電圧降下手段を備えることを特徴としている。

【0016】本発明の第4構成は、上記第3の構成において更に、前記電圧降下手段が、カソードが前記ハイサイドスイッチのゲート電極に接続され、アノードが前記各相出力端に接続され、前記ハイサイドスイッチのしきい値電圧を超える定電圧を発生する定電圧ダイオードからなる点を特徴としている。本発明の第5構成は、上記第4の構成において更に、前記定電圧ダイオードと直列に抵抗が接続される点を特徴としている。

【0017】本発明の第6構成は、上記第3の構成において更に、前記電圧降下手段が抵抗からなる点を特徴としている。本発明の第7構成は、上記第4～第6のいずれかの構成において更に、前記定電圧ダイオードと逆向きに定電圧ダイオードが接続される点を特徴としている。本発明の第8構成の直交変換装置は、ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを直列接続してなる相インバータ回路を必要数並列接続してなり、一対の直流端が蓄電手段の両端に接続され、前記両スイッチの接続点  
10 が交流発電電動機の電機子巻線の各相出力端に個別に接続されるブリッジ回路と、前記各スイッチを断続することにより前記交流発電電動機に発電動作及び電動動作を行わせる制御部とを備える直交変換装置において、前記ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチがそれぞれNチャンネルMOSトランジスタで構成されることを特徴としている。

【0018】本発明の第9構成の直交変換装置は、ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチを直列接続してなる相インバータ回路を必要数並列接続してなり、一対の直流端が蓄電手段の両端に接続され、前記両スイッチの接続点が誘導回転電機の電機子巻線の各相出力端に個別に接続されるブリッジ回路と、前記各スイッチを断続することにより前記誘導回転電機に発電動作及び電動動作を行わせる制御部とを備える直交変換装置において、  
20 本発明の第10構成の直交変換装置は、上記第9の構成において更に、前記制御部が、前記誘導電動機が逆送電モードとなる位相期間にPWM制御を行うことを特徴としている。

【0019】

【作用及び発明の効果】本発明の第1の構成によれば、NチャンネルMOSトランジスタ方式のブリッジ回路の各ハイサイドスイッチのゲート電極に、蓄電手段の電位  
30 +ハイサイドスイッチのしきい値電圧より高い高電圧と蓄電手段の低位端との間で、ハイサイドスイッチのゲート電極電位をスイングすることにより、この交流電動機または発電機の電流方向に無関係に、従来のような高耐圧接合ダイオードを並列接続することなく、交流電動機例えば誘導電動機を駆動制御するブリッジ回路を構成することができる。

【0020】これは、MOSトランジスタが原理的に双方向性を有し、交流電動機の電流位相遅延により電機子巻線から蓄電手段側へ電流が送出されるモード（逆送電  
40 モード）が存在しても支障なく駆動制御できるという知見に基づいている。また他の重要な点は、ハイサイドスイッチのPWM制御を実施する場合、従来のバイポーラトランジスタ又はIGBTでは、上記したように電機子巻線から蓄電手段側へ電流が送出されるモード（逆送電モード）は、上記高耐圧接合ダイオードを通じて行われるので、PWM制御が掛けにくいという問題を有することである。これに対し本発明によれば、逆送電モードで

もMOSトランジスタのハイサイドスイッチによりなら  
支障なくPWM制御を行うことができる。

【0021】更に本発明によれば、従来のバイポーラト  
ランジスタ又はIGBTからなるハイサイドスイッチの  
ように、電機子巻線側の主電極の電位を基準として制御  
電極電位を決定する必要が無いので、上記したトラン  
ス、トランス入力用交流電源、整流器からなる基準電圧  
変更手段、制御信号絶縁手段を各ハイサイドスイッチ毎  
に設ける必要が無く、制御部の構成を簡単化することが  
できるといふ利点もある。

【0022】本発明の第2構成によれば、上記第1の構  
成において更に、前記ハイサイドスイッチのゲート電極  
と前記各相出力端との間に所定の電圧降下を発生する電  
圧降下手段を備えることを特徴とするので、これら両者  
の間の最大電圧は電圧降下手段により規定され、両者間  
に高電圧が印加されることによりゲート絶縁膜が破壊さ  
れるのが防止される。

【0023】本発明の第3構成によれば、バッテリー側の  
寄生ダイオードがN<sup>-</sup>型耐圧層をもつNチャンネルMO  
Sトランジスタからなるハイサイドスイッチのゲート電  
極と電機子巻線側の主電極（N型領域）との間に所定の  
電圧降下を発生する電圧降下手段を備えるので、これら  
両者の間の最大電圧は上記電圧降下手段により規定さ  
れ、その結果、両者間に高電圧が印加されることにより  
ゲート絶縁膜が破壊されるのが防止される。

【0024】なお、本発明は、誘導機制御用のブリッジ  
回路にも、三相全波整流器にも適用することができる。  
本発明の第4構成は、上記第3の構成において更に、電  
圧降下手段を定電圧ダイオードにより構成するので、こ  
の定電圧ダイオードの耐圧（ゲート絶縁膜の耐圧未満に  
設定される）を超える電圧がハイサイドスイッチのゲ  
ート電極と電機子巻線側の主電極（N型領域）との間のゲ  
ート絶縁膜に印加されることがなく、確実にゲート絶縁  
膜を保護することができる。

【0025】更に説明すると、ハイサイドスイッチの電  
機子巻線側の主電極がローレベルでゲート電極にハイレ  
ベルを印加してハイサイドスイッチをオンする期間にお  
いて、ゲート絶縁膜には両者の電位差が印加されるが、  
定電圧ダイオードの耐圧をこの電位差未満としておけば  
定電圧ダイオードを通じて電流が流れることによりゲ  
ート電極電位の上昇は抑圧され、ゲート絶縁膜の破損が回  
避される。なお、定電圧ダイオードの耐圧はこのハイサ  
イドスイッチのしきい値電圧を超える電圧に設定される  
必要があり、このようにすれば、ゲート電極電位の上昇  
が上記したように不十分でもハイサイドスイッチがオン  
し、このハイサイドスイッチの電機子巻線側の主電極電  
位は上昇することができる。

【0026】本発明の第5構成によれば、上記第3の構  
成において更に、定電圧ダイオードと直列に抵抗が接続  
される。すなわち、このように定電圧ダイオードを接続

すると、ハイサイドスイッチの電機子巻線側の主電極  
（すなわち、電機子巻線の相出力端）の電位が高く、ゲ  
ート電極の電位が低い場合、すなわち、ハイサイドスイ  
ッチをオンからオフにする場合、定電圧ダイオードが順  
バイアスしてしまい、ハイサイドスイッチのオフが困難  
又は緩慢となってしまったり、又は、ハイサイドスイッ  
チ制御用のインバータ回路（アンプ）の出力インピーダ  
ンスを小さくする必要が生じる。

【0027】本構成によれば、抵抗が配設されているの  
で、この順バイアス電流を抑止することができ、更に定  
電圧ダイオードの耐圧以上の逆電流も抑止することがで  
きる。ただし、抵抗の電圧降下分だけゲート絶縁膜に掛  
かる電圧が増加するので定電圧ダイオードの耐圧及び抵  
抗値はハイサイドスイッチの定格に合わせて適切な値に  
選定される。

【0028】本発明の第6構成は、上記第3の構成にお  
いて更に、電圧降下手段が抵抗からなる。すなわち、本  
発明では、この抵抗と、ハイサイドスイッチのゲート電  
極電位制御用のインバータ回路の出力インピーダンス  
と、電機子巻線のインピーダンスとからなる直列回路に  
おいて、この抵抗にかかる分圧分だけがゲート絶縁膜に  
印加されることになり、大幅にゲート絶縁膜に印加され  
る電圧を低減することができる。ただし、この抵抗の電  
圧降下は、ハイサイドスイッチのしきい値電圧より大き  
く、ハイサイドスイッチをオンできる値とする必要があ  
る。

【0029】本発明の第7構成は、上記第4～第6のい  
ずれかの構成において更に、定電圧ダイオードと逆向き  
に定電圧ダイオードを接続する。このようにすれば、定  
電圧ダイオードの耐圧+順バイアス電圧降下に等しい電  
圧以上の電圧がゲート絶縁膜に印加されることを、電圧  
方向にかかわらず達成することができる。

【0030】本発明の第8構成によれば、発電動作及び  
電動動作の両方が必要な例えば電気自動車用の駆動モ  
ータなどに用いられる交流発電電動機を駆動するブリッ  
ジ回路のハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチをN  
チャンネルMOSトランジスタで構成する。このように  
すれば、バイポーラトランジスタ又はIGBTを用いた  
ブリッジ回路のように高耐圧接合ダイオードを並列接続  
する必要がなく、かつ、回生制動などの発電動作時でも  
PWM制御を実施できるという優れた効果を奏すること  
ができる。

【0031】本発明の第9構成によれば、印加電圧に対  
して電流位相が遅れる（例えば無負荷時には90  
度近く遅れる）誘導回転電動機を駆動するブリッジ回路の  
ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチをNチャン  
ネルMOSトランジスタで構成する。このようにすれ  
ば、バイポーラトランジスタ又はIGBTを用いたブリ  
ッジ回路のように高耐圧接合ダイオードを並列接続する  
必要がない。

【0032】本発明の第10構成の直交変換装置は、上記第9の構成において更に、前記制御部が、前記誘導回転電機が逆送電モードとなる位相期間にPWM制御を行うことを特徴としている。このようにすれば、この高耐圧接合ダイオードを通じての送電が無いので電流位相の上記遅れにより電機子巻線側からバッテリー側へ送電（逆送電）される場合でも、PWM制御を何ら支障無く行うことができるという優れた効果を奏することができる。

【0033】更に上記した4つの独立発明の少なくとも二つを同時実施すれば、新たな追加構成を要することなくそれらの作用効果を同時に奏することができる。

【0034】

【実施例】

（実施例1）以下、車両用交流発電機に用いた本発明の直交変換装置の一実施例を図1を参照して説明する。1は電気自動車駆動モータを成す三相交流（誘導）発電機（三相誘導電動機）であって、その電機子巻線11～13の出力端（各相出力端）は三相のブリッジ回路3の各交流入力端（後述する接続点）41～43に接続され、ブリッジ回路3の一对の直流出力端はバッテリー（本発明

という蓄電手段）7の両端に接続されている。

【0035】バッテリー7から給電されるコントローラ6はマイコンを内蔵しており、上記各接続点の電位やバッテリー電位やアクセルペダル及びブレーキペダルの踏み量に基づいてブリッジ回路3を制御するためのゲート制御信号S1～S6を電力増幅用のバッファ回路（本発明というハイサイドスイッチ制御手段）2に出力される。バッファ回路2は、入力されるゲート制御信号S1～S6を個別に電力増幅し、6個のゲート制御電圧Vg1～Vg6を、ブリッジ回路3内の後述するハイサイドスイッチ31～33及びローサイドスイッチ34～36に個別に出力する。

【0036】バッファ回路2の一例を、図2に示す。このバッファ回路2は、エミッタ接地のNPNバイポーラトランジスタTr1～Tr6にそれぞれベース電流制限抵抗rb及びコレクタ負荷抵抗rcを接続してなる6個のインバータ回路であり、トランジスタTr1～Tr3のコレクタにはコレクタ負荷抵抗rcを通じて後述する昇圧手段4から出力される高圧の電源電圧PWが印加され、トランジスタTr4～Tr6のコレクタにはコレクタ負荷抵抗rcを通じて後述するバッテリー電圧VBが印加され、各トランジスタTr1～Tr6のエミッタはバッテリー7の低位端GNDに接続されている。

【0037】これにより、ゲート制御信号S1～S3の反転信号電圧からなるゲート制御電圧Vg1～Vg3が、ハイレベルの電源電圧PWをハイレベル出力電位とし、ほぼ接地電位（バッテリー低位端電位）をローレベル出力電位とする論理振幅にて形成される。同様に、ゲート制御信号S4～S6の反転信号電圧からなるゲート制御電圧Vg4～Vg6が、バッテリー電圧VBをハイレベ

ル出力電位とし、ほぼ接地電位（バッテリー低位端電位）をローレベル出力電位とする論理振幅にて形成される。

【0038】次に、ブリッジ回路3について説明する。この三相全波ブリッジ回路3は、SiもしくはSiよりも高耐圧のSiCを用いた電力用のNMOSトランジスタからなるハイサイドスイッチ31～33及びローサイドスイッチ34～36を個別に直列接続してなる3組の相インバータ回路37～39を並列接続してなり、一对の直流出力端がバッテリー7の高位端及び低位端に個別に接続され、各相インバータ回路37～39の各スイッチ31～36の各接続点すなわち交流入力端41～43が誘導電動機1の電機子巻線11～13の各相出力端に個別に接続される構成となっている。

【0039】また、ローサイドスイッチ34～36のバッテリー低位端子側の主電極をゲート電極直下のP型基板領域（P型基板でもP型ウエル領域でもよい）に接続してこの基板領域に電位付与し、更に、ハイサイドスイッチ31～33のゲート電極直下のP型基板領域を電機子巻線11～13側のN<sup>+</sup>型領域に接続して電位付与している。

【0040】したがって、この実施例では、ハイサイドスイッチ31～33のバッテリー7側の主電極（N<sup>+</sup>型領域）と上記P型基板領域との間の接合からなる第1寄生ダイオードD1～D3、及び、ローサイドスイッチ34～36のステータコイル11～13側の主電極（N<sup>+</sup>型領域）と上記P型基板領域との間の接合からなる第3寄生ダイオードD4～D6が図1に示すように寄生的に形成されることになる。

【0041】ここで、第1寄生ダイオードD1～D6は、バッテリー7の最大定格電圧値を超える耐圧を有する。具体的にはこれら寄生ダイオードD1～D6は接合部にN<sup>-</sup>型耐圧層を有し、ここに張り出す接合空乏層により高耐圧を確保している。このように寄生ダイオードD1～D6を高耐圧化するには周知のように、MOSンジスタ31～36をDMOS構造又は縦型チャンネルMOS構造とし、それらのN<sup>-</sup>型耐圧層を利用すればよい。

【0042】また、各ハイサイドスイッチ31～33をワンチップ構成すること、及び、ローサイドスイッチ34～36をワンチップ構成することは、N<sup>+</sup>型基板電位がGND又はVBと共通となることから容易である。次に、昇圧手段4について説明する。この昇圧手段は通常のスイッチングインバータであり、バッテリー電源電圧により周期的に充放電される複数のコンデンサの並列充電、直列放電をスイッチにより交互に切り換えて実施することにより、直流高電圧を出力するものである。

【0043】この実施例では、電源電圧PWは、バッテリー電圧VB+ハイサイドスイッチ31～33のしきい値電圧VT+所定電圧ΔV（ここでは数V）の和に設定される。このようにすることにより、バッファ回路2はな



ら支障なく、ハイサイドスイッチ31～33を断続制御することができる。次に、上記ブリッジ回路3の電動動作時の制御動作を説明する。

【0044】コントローラは上記した各種信号や回転数信号や滑り信号などに基づいてスイッチ31～36を断続制御する。基本的に、一個のハイサイドスイッチと、このハイサイドスイッチとは異なるローサイドスイッチとのトリオが順次選択されてオンされる。

(電動動作時、通常送電モード) この時、電機子巻線11～13への印加電圧の方向と電流方向が同方向の位相期間(通常送電モード)では、ハイサイドスイッチ31～33の電機子巻線側のN<sup>+</sup>型領域がソースとなり、バッテリー側のN<sup>+</sup>型領域がドレインとなる。

【0045】したがって、本実施例では、ゲート制御電圧Vg1～Vg3をバッテリー電圧VB+ハイサイドスイッチ31～33のしきい値電圧VT+所定電圧ΔV(ここでは数V)の和に設定し、これによりハイサイドスイッチ31～33を非飽和動作させ、電機子巻線11～13に充分な高電位を印加可能としている。ここで、ゲート制御電圧Vg1～Vg3を急峻に立ち上げると、ゲート電極がハイレベルのPW、ソース電極である電機子巻線側のN<sup>+</sup>型領域が例えばGNDとなって、ゲート絶縁膜に大きな電圧が印加されるので、ゲート制御電圧Vg1～Vg3の立ち上がり速度をある程度緩慢化することが好ましい。このようにすれば、ゲート制御電圧Vg1～Vg6が最終的な電位PWに立ち上がった時点では電機子巻線側のN<sup>+</sup>型領域の電位はある程度上昇しており、ゲート絶縁膜に掛かる負担が軽減される。

(電動動作時、逆送電モード) 電機子巻線11～13への印加電圧の方向と電流方向が逆方向の位相期間(逆送電モード、本質的に発電状態となる位相期間である)では、ハイサイドスイッチ31～33のバッテリー側のN<sup>+</sup>型領域がソースとなり、電機子巻線側のN<sup>+</sup>型領域がドレインとなる。

【0046】この場合でも、本実施例ではゲート制御電圧Vg1～Vg3をバッテリー電圧VB+ハイサイドスイッチ31～33のしきい値電圧VT+所定電圧ΔV(ここでは数V)の和に設定しているもので、ハイサイドスイッチ31～33は充分、ターンオンすることができる。この場合には、上記緩慢化は不要である。

(発電動作時、通常送電モード) 電動動作時、逆送電モードの場合と同様である。

【0047】ただし、この発電動作時においては、接続点41～43の電位を検出し、接続点電位がバッテリー電位VBより高い電位の接続点を有する相インバータ回路のハイサイドスイッチをオンし、接続点電位が接地電位より低い接続点を有する相インバータ回路のローサイドスイッチをオンする。

(発電動作時、通常送電モード) 電動動作時、通常送電モードの場合と同様で発電機に励磁を行っている期間で

ある。

【0048】ただし、この発電動作時においては上記と同様に、接続点41～43の電位を検出し、接続点電位がバッテリー電位VBより高い電位の接続点を有する相インバータ回路のハイサイドスイッチをオンし、接続点電位が接地電位より低い接続点を有する相インバータ回路のローサイドスイッチをオンする。以上説明したように、本実施例のブリッジ回路3は、交流回転電機(ここでは誘導回転電機)の駆動制御において、NチャンネルMOSトランジスタを用いたブリッジ回路3を採用し、かつ、このブリッジ回路3のハイサイドスイッチ31～33の駆動制御を簡単なバッファ回路(ハイサイドスイッチ制御手段)2及び昇圧手段を用いて実施するので、従来のバイポーラトランジスタ又はIGBTを用いたブリッジ回路のように、高耐圧接合ダイオードの並列接続、及び、ゲート制御電圧Vg1～Vg3を形成するための複雑な回路構成を省略することができる。なお、この実施例では、バッファ回路2として抵抗とエミッタ接地トランジスタとからなるバイポーラインバータ回路を採用したが、MOSインバータなど各種の単段、多段回路を採用できることは当然である。

【0049】即ち、バッファ回路2のエミッタ接地トランジスタのバイポーラトランジスタ( $T_{r1}$ )及び抵抗( $r_b$ 、 $r_c$ )を、図8の構成とする事で昇圧手段4を小型化する事が可能となる。つまり、図2の構成では、バイポーラ $T_{r1}$ に供給するベース電流及び $T_{r1}$ がオンした時のコレクタ電流による抵抗 $r_c$ の損失が生じて電源供給する昇圧手段4の出力電流容量が必要で大型化し易い。

【0050】図8の構成では、ブリッジの各ハイサイドスイッチのゲートに印加する電圧をPチャンネルのハイサイドスイッチ( $T_{r2}$ )で供給する為、電力損失が非常に少なく、昇圧手段4を小型のコンデンサを使ったチャージポンプ回路などで構成する事ができ、IC化も可能となる。又、 $T_{r2}$ はブリッジ構成の各ハイサイド $T_{r1}$ をオフする時( $T_{r1}$ はオフ)にオンさせて、スイッチングスピードを向上させる為に設けたもので、抵抗で代用してもよい。なお、図8は $r_b$ 、 $r_c$ 、 $T_{r1}$ をMOSに置換した例を記述したが $T_{r2}$ 、 $T_{r3}$ に関しても同様である。

(実施例2) 他の実施例を図3～図7を参照して説明する。

【0051】これらの図面は、NチャンネルMOSトランジスタからなるハイサイドスイッチ31～33(図3～図7ではハイサイドスイッチ31だけを図示)のゲート電極と電機子巻線11～13側のN<sup>+</sup>型領域(すなわち本実施例でいう接続点)41との間に、これら両者間の電位差を制限するための電圧降下手段を介設したものである。なお、寄生ダイオードD1は実施例1と同様にN<sup>-</sup>型耐圧層を含んで高耐圧を有するものとする。

【0052】図3では、この電圧降下手段は、定電圧ダイオードZD1からなり、そのカソードがゲート電極に接続される。このようにすれば、ハイスайдスイッチ31をオンするに際し、バッファ回路2のインバータからハイレベル電位(PW)を出力する場合でも、ゲート電極の電位は接続点41の電位+定電圧ダイオードZD1の耐圧に等しい電位以上に上昇することがなく、ゲート絶縁膜が破損することがない。

【0053】図4では、この電圧降下手段は、互いに逆向きに直列接続された一对の定電圧ダイオードZD1、ZD2からなる。このようにすれば、ハイスайдスイッチ31をオンするに際し、バッファ回路2のインバータからハイレベル電位(PW)を出力する場合でも、ゲート電極の電位は接続点41の電位+定電圧ダイオードZD1の耐圧+定電圧ダイオードZD2の順バイアス電圧降下に等しい電位以上に上昇することがなく、この電位におけるゲート絶縁膜の印加電圧をゲート絶縁膜の耐圧未満とすることによりゲート絶縁膜が破損することがない。同様に、ハイスайдスイッチ31をオフするに際し、バッファ回路2のインバータからローレベル電位(約GND電位)を出力する場合でも、ゲート電極の電位は接続点41の電位-定電圧ダイオードZD1の耐圧-定電圧ダイオードZD2の順バイアス電圧降下に等しい電位以上に低下することがなく、この電位におけるゲート絶縁膜の印加電圧をゲート絶縁膜の耐圧未満とすることによりゲート絶縁膜が破損することがない。

【0054】図5では、電圧降下手段は抵抗とされる。このようにしても、上記両者間の電位差が制限され、ゲート絶縁膜の破壊が抑止される。図6は図3及び図5の合成であり、図7は図2と図5の合成であり、それぞれ更に一層のゲート絶縁膜破壊抑止効果の向上を実現することができる。なお、ゲート制御信号S1～S6及びゲート制御電圧Vg1～Vg6をPWM信号とすることに\*

\*より、上記電動動作時において通常送電位相期間又は逆送電位相期間の両方においてPWM制御を実施できることが理解される。

【0055】また、本実施例のブリッジ回路が高耐圧接合ダイオードをトランジスタと並列接続することなしに発電電動機を駆動制御できることも理解されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の交流電動機用直交変換装置の一実施例を示す回路図である。

【図2】図1のバッファ回路2の一例を示す回路図である。

【図3】実施例2の電圧降下手段の一例を示す部分回路図である。

【図4】実施例2の電圧降下手段の一例を示す部分回路図である。

【図5】実施例2の電圧降下手段の一例を示す部分回路図である。

【図6】実施例2の電圧降下手段の一例を示す部分回路図である。

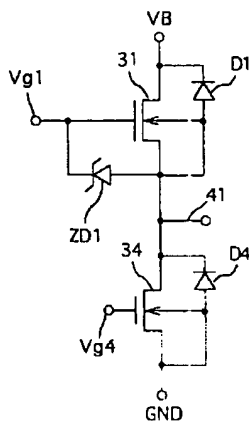
【図7】実施例2の電圧降下手段の一例を示す部分回路図である。

【図8】図1のバッファ回路2の他の例を示す回路図である。

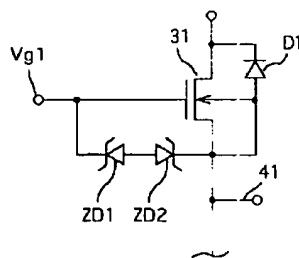
【符号の説明】

1は三相交流電動機(誘導電動機)、2はバッファ回路(ハイスайдスイッチ制御手段)、3はブリッジ回路、4は昇圧手段、6はコントローラ、7は 배터리、11～13は電機子巻線、31～33はMOSトランジスタからなるハイスайдスイッチ、34～36はMOSトランジスタからなるローサイドスイッチ、37～39は相インバータ回路、41～43は相インバータ回路37～39の接続点(ブリッジ回路3の交流入力端)。

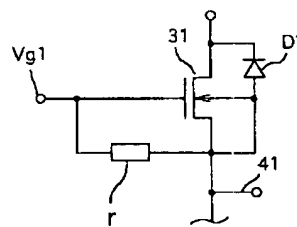
【図3】



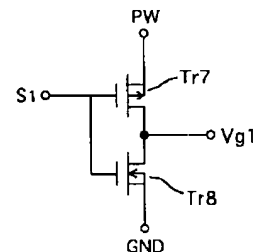
【図4】



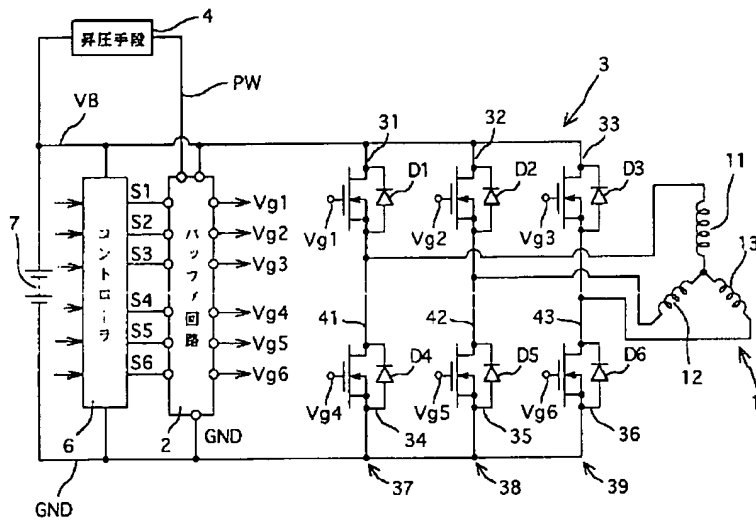
【図5】



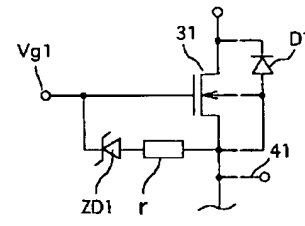
【図8】



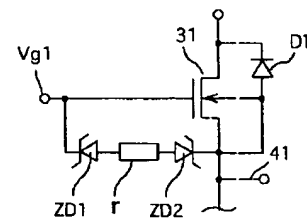
【図1】



【図6】



【図7】



【図2】

